

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2003-163593
(P2003-163593A)

(43) 公開日 平成15年6月6日 (2003.6.6)

(51) Int.Cl.⁷

H 03 L 7/093

識別記号

F I

H 03 L 7/08

テーマコード⁸ (参考)

E 5 J 1 0 6

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号

特願2001-359011(P2001-359011)

(22) 出願日

平成13年11月26日 (2001.11.26)

(71) 出願人 000121914

アジレント・テクノロジー株式会社
東京都八王子市高倉町9番1号

(72) 発明者 山下 秀樹

東京都八王子市高倉町9番1号 アジレント・テクノロジー株式会社内

(74) 代理人 100105913

弁理士 加藤 公久

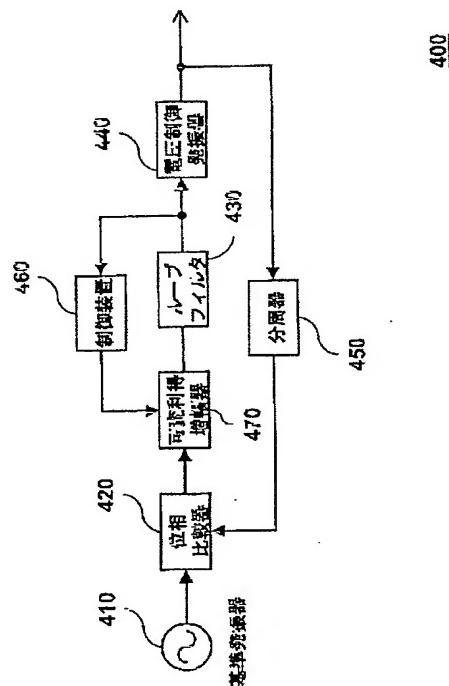
Fターム(参考) 5J106 BB05 CC01 CC15 CC24 CC41
DD05 EE03 GG11 HH04 KK12

(54) 【発明の名称】 一巡利得を補償する機能を備えたフェーズ・ロックド・ループ発振装置

(57) 【要約】

【課題】 一巡利得を補償する機能を備えたフェーズ・ロックド・ループ発振装置の提供

【解決手段】 位相比較器とループフィルタと電圧制御発振器と分周器とを備えるフェーズ・ロックド・ループ発振装置において、位相比較器とループフィルタとの間に可変利得増幅器を備え、ループフィルタの出力信号電圧を検知して、可変利得増幅器の増幅率を制御する事により、連続性を損なう事なく、一巡利得を一定になるよう補償する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】位相比較器と、渋波器と、電圧制御発振器とを備え、基準信号に同期して発振するフェーズ・ロックド・ループ発振装置において、增幅率が外部制御可能な可変利得増幅器と、制御装置とを備え、制御装置によりループ内の信号を検知して前記可変利得増幅器を制御し、一巡利得を補償する事を特徴とするフェーズ・ロックド・ループ発振装置。

【請求項2】前記制御装置は、前記渋波器と前記電圧制御発振器との間で検知する信号に基づいて、前記可変利得増幅器の増幅率を制御する事を特徴とする請求項1に記載のフェーズ・ロックド・ループ発振装置。

【請求項3】前記可変利得増幅器は、前記位相比較器と前記渋波器との間に備えられる事を特徴とする請求項1または2に記載のフェーズ・ロックド・ループ発振装置。

【請求項4】基準信号に同期して発振するフェーズ・ロックド・ループ発振装置を複数備えた電子測定器において、

前記フェーズ・ロックド・ループ発振装置は、位相比較器と、渋波器と、電圧制御発振器と、増幅率が外部制御可能な可変利得増幅器と、制御装置とを備え、前記制御装置は、前記渋波器と前記電圧制御発振器との間で検知する信号に基づいて、前記可変利得増幅器の増幅率を制御する事と、前記可変利得増幅器は、前記位相比較器と前記渋波器との間に備えられる事と、を特徴とする電子測定器。

【請求項5】前記制御装置は、前記渋波器と前記電圧制御発振器との間で検知される信号電圧を、その電圧レベルに応じて、所望の電圧または電流に変換して出力するよう構成される装置であって、前記所望の電圧または電流は、掃引周波数帯域において一巡利得を一定にするために必要な前記可変利得増幅器の増幅率を設定する電圧または電流である事を特徴とする請求項1, 2, 3および4のいずれかに記載の装置。

【請求項6】前記制御装置は、その出力電圧または出力電流が、前記渋波器と前記電圧制御発振器との間で検知される信号電圧に対して、折れ線的に変化する非直線回路で構成される事を特徴とする請求項1, 2, 3, 4または5のいずれかに記載の装置。

【請求項7】さらに分周器を備える事を特徴とする請求項1, 2, 3, 4, 5または6のいずれかに記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、PLLを用いた発振装置に係り、特に、広い周波数帯を掃引するような電子測定器に用いられるPLL発振装置に関する。

【0002】

【従来の技術】一般に、ネットワークアナライザ等の電

子測定器では、内部で信号を生成するために、フェーズ・ロックド・ループを用いた発振装置が用いられる。以降、フェーズ・ロックド・ループは、PLLとも称する。また、当該発振装置をPLL発振装置と称する。PLL発振装置における基本的な構成例を、図1Aに示す。図1Aにおいて、PLL発振装置100は、基準発振器110と、位相比較器120と、低域渋波器であるループフィルタ130と、電圧制御発振器140と、分周器150とを備える。PLL発振装置100の作用としては、次の通りである。電圧制御発振器140で生成された信号を分周器150で分周する。位相比較器120において、その分周した信号と基準発振器が発生する信号との位相差を検出して、その位相差に応じて位相差信号を発生する。位相差信号は、ループフィルタ130で渋波されて、電圧制御発振器140へ入力される。このようにして、位相比較器で位相差が検出されないように帰還系が構成されるので、結果として電圧制御発振器140は基準発振器110と同期して発振する。なお、分周器150の分周比を所望の値に設定する事により、電圧制御発振器を希望する周波数で発振させる事ができる。

【0003】さて、この帰還系において、その1周分の総利得を一巡利得という。PLL発振装置の一巡利得は、系の安定や応答特性に重要な意味を持っている。例えば、一巡利得を大きくすると外乱の影響を受けにくくなり、帰還系の安定性を高める事ができる。しかしながら、一巡利得を過剰に大きくすると、内部雑音が増えたり帰還系の安定性が損なわれる。従って、一巡利得の最適化は、PLL発振装置を設計するうえで重要な課題の1つとなっている。すなわち、PLL発振装置の一巡利得は、その掃引周波数帯域において、一定である事が望まれる。一般的に、電圧制御発振器の感度が一定ではないため、一巡利得は発振周波数に依存した特性を有する。電圧制御発振器140の発振周波数が高くなるにつれて、その感度は顕著に低下する。従って、一巡利得も低下する。ここで、感度とは、電圧制御発振器において、発振周波数を入力される信号電圧で微分したものである。また、所望の周波数を発振させるために変更される分周器の分周比は、PLL発振装置の掃引周波数帯域が広いほど、大きく変化するため、一巡利得は一層大きく変化する。ここで、一巡利得の特性を、図1Bに示す。なお、図1Bにおいて、縦軸はPLL発振装置の一巡利得である。また、横軸はPLL発振装置の発振周波数である。

【0004】前述の通り、PLL発振装置の一巡利得は、その掃引周波数帯域において、一定である事が望まれる。そこで、従来技術では、電圧制御発振器の感度曲線や分周比による一巡利得の変化を補償するために、帰還系のループ内に非直線回路が挿入する。非直線回路を用いて一巡利得を補償したPLL発振装置の構成を、図

2Aに示す。図2Aにおいて、PLL発振装置200は、基準発振器210と、位相比較器220と、低域渦波器であるループフィルタ230と、電圧制御発振器240と、分周器250と、非直線回路260とを備える。図2Aは、位相差信号が、ループフィルタ230で渦波された後、電圧制御発振器240へ入力される前に、非直線回路260を経由する点で、図1Aと異なる。作用については、図1Aに示すPLL発振装置と同じく、電圧制御発振器240は基準発振器210と同期して発振する。

【0005】非直線回路260は、入力電圧に対して出力される電圧を折れ線的に変化させる回路である。非直線回路260において、入力信号に対する出力信号の特性を、図2Bに示す。なお、図2Bにおいて、縦軸および横軸は、非直線回路における入力信号および出力信号である。また、入力信号に対する出力信号の変化率、すなわち、微分利得を図2Cに示す。図2Cにおいて、縦軸および横軸は、非直線回路260における入力信号および微分利得である。非直線回路260は、図4Aに示すように、2つの曲折点を有している。このため、微分利得は、図2Cに示すように、階段状に2回変化する。この利得変化によって、PLL発振装置200の掃引周波数帯における一巡利得の変化が、一定の範囲に収まるように補償される。補償された一巡利得の特性を、図2Dに示す。なお、図2Dにおいて、縦軸はPLL発振装置200の一巡利得である。また、横軸はPLL発振装置200の発振周波数である。この非直線回路260は、微分利得が階段状に変化するため、一巡利得は、不連続に変化する。図2Dにおいて、一巡利得の変化をできるだけ滑らかにするためには、図2Cにおける微分利得の段差が小さくなるように非直線回路を構成する必要があり、非直線回路の複雑化を招く。

【0006】微分利得の段差が小さくなるように非直線回路を構成してもなお、一巡利得の不連続性が無くなる訳ではないので、特に周波数を掃引する場合には、帰還系の挙動が不安定になるなどの問題が生じる。例えば、所定の周波数差を保ちながら2つのPLL発信装置を周波数掃引させる時、実際には、それぞれの発振周波数が同期して変化せず、それらの差周波数は厳密には一定にならない。そこで、連続性を損なう事なく、一巡利得が一定になるよう補償する機能を備えたPLL発振装置の提供が望まれている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上記の従来技術の問題点を解消することを課題とするものであって、その目的とするところは、PLL発振装置のループ内に可変利得増幅器を備え、電圧制御発振器へ入力する信号電圧を補償する事により、連続性を損なう事なく、一巡利得が一定になるよう補償する事である。

【0008】

【課題を解決しようとする手段】要するに、本第一発明は、位相比較器と、渦波器と、電圧制御発振器とを備え、基準信号に同期して発振するフェーズ・ロックド・ループ発振装置において、増幅率が外部制御可能な可変利得増幅器と、制御装置とを備え、制御装置によりループ内の信号を検知して前記可変利得増幅器を制御し、一巡利得を補償する事を特徴とするものである。また、本第二の発明は、本第一の発明において、前記制御装置は、前記渦波器と前記電圧制御発振器との間で検知する信号に基づいて、前記可変利得増幅器の増幅率を制御する事を特徴とするものである。さらに、本第三の発明は、本第一および第二の発明において、前記可変利得増幅器は、前記位相比較器と前記渦波器との間に備えられる事を特徴とするものである。

【0009】

【実施例】以下、本発明を添付の図面に示す実施例に基づいて説明する。実施例は、ネットワークアナライザであって、その構成を図3に示す。図3において、ネットワークアナライザ300は、出力端子310と、入力端子320と、周波数掃引発振装置400および500と、混合器330と、中間周波数フィルタ340と、ベクトル電圧計350とを備える。図示しないが、出力端子310と入力端子320との間に、被測定物Dが接続される。周波数掃引発振装置400および500は、同一構成の装置であって、出力端子310および混合器330に接続されて、それらに信号を出力する。混合器330は、入力端子320、周波数掃引発振器500および中間周波数フィルタ340に接続され、入力端子320および周波数掃引発振器500からの信号を混合して、中間周波数フィルタ340へ出力する。中間周波数フィルタ340は、混合器330とベクトル電圧計350とに接続された帯域通過フィルタであって、混合器330からの信号を渦波し、ベクトル電圧計350へ出力する。ベクトル電圧計350は、中間周波数フィルタ340に接続され、中間周波数フィルタ340で渦波された混合器330からの出力信号の移相と振幅を測定する。ここで、周波数掃引発振装置400および500について、さらに詳細を説示する。両装置は、同一構成の装置であるので、周波数掃引発振装置400について、その構成を図4に示し説明する。図4において、周波数掃引発振装置400は、基準発振器410と、位相比較器420と、渦波器の一例であるループフィルタ430と、発振器の一例である電圧制御発振器440と、分周器450と、制御装置460と、可変利得増幅器の一例である可変利得増幅器470とを備える。基準発振器410は、位相比較器420に接続され、固定周波数の信号を発生して位相比較器420へ出力する。位相比較器420は、基準信号発生器410と分周器450と可変利得増幅器470とに接続され、基準信号発生器410から出力される信号と分周器450から出力される信号

との位相差を検出して、位相差信号を可変利得増幅器470へ出力する。可変利得増幅器470は、位相比較器420とループフィルタ430と制御装置460とに接続される電圧制御型の可変利得増幅器であって、位相比較器420が位相差信号の振幅を増幅し、ループフィルタ430へ出力する。なお、可変利得増幅器470の増幅率は、制御装置460が発生する制御電圧の大きさに対して線形に変化する。

【0010】ループフィルタ430は、可変利得増幅器470と電圧制御発振器440とに接続される低域渦波器であって、可変利得増幅器470から出力される位相差信号を渦波し、電圧制御発振器440へ出力する。なお、ループフィルタの出力信号は、ほぼ直流信号である。電圧制御発振器440は、ループフィルタ430と分周器450とに接続され、ループフィルタ430から出力される信号の瞬時電圧値に応じて、発振周波数が変化する信号源である。電圧制御発振器440が発生する信号は、分周器450へ出力される。また、当該信号は、周波数掃引発振装置400の出力信号である。分周器450は、電圧制御発振器440と位相比較器420とに接続され、電圧制御発振器440から出力される信号を分周して、位相比較器420へ出力する。制御装置460は、ループフィルタ430と可変利得増幅器470とに接続され、ループフィルタ430から出力される信号の瞬時電圧値に応じた制御電圧を発生し、当該制御電圧を可変利得増幅器470へ印加する。なお、制御装置460は、周波数掃引発振装置400の掃引周波数帯における電圧制御発振器440の一巡利得を一定に保つよう補償するための制御電圧を発生する。制御装置460において、入力電圧に対する出力電圧の特性は、次の通りである。

【0011】まず、本実施例において、可変利得増幅器470の増幅率を1倍に設定した時の一巡利得の特性は、図1Bに示す通りである。さらに、図1Bにおいて、横軸、すなわち、電圧制御発振器440の出力信号の周波数を、電圧制御発振器440に入力する信号の瞬時電圧値に一巡利得の特性図を、図4Bに示す。図4Bにおいて、実線は一巡利得の特性を示している。また、破線は周波数掃引発振装置400の掃引周波数帯における一巡利得の最高値を示している。可変利得増幅器470は、実線と破線との差分を補償するように、位相比較器利得420から出力される位相差信号を増幅する。可変利得増幅器470の増幅率は、制御装置460が発生する制御電圧の大きさに対して線形に変化するので、制御装置460において、入力電圧に対する出力電圧の特性は、図4Cに示すような特性が理想的である。このような特性を擬似的に実現した制御装置460の内部構成を、図5に示す。図5において、制御装置460は、入力端子461と、出力端子462と、増幅率が(-1)倍の反転増幅器463と、演算増幅器464と、定電圧

ダイオード465と、抵抗器466, 467および468とを備える。抵抗器466と定電圧ダイオード465との直列回路、および、抵抗器467は、演算増幅器464の負入力と入力端子との間に、並列に備えられている。なお、定電圧ダイオード465のアノードは、演算増幅器464の負入力に接続されている。また、演算増幅器の正入力端子は、接地されている。抵抗器468は、演算増幅器464の出力端子と負入力端子との間に備えられている。反転増幅器463は、演算増幅器464の出力端子と出力端子462との間に備えられ、演算増幅器464の出力を反転させて出力端子462へ出力する。

【0012】制御装置460は、上記のように構成されるので、1つの曲折点を有した非直線回路として作用する。具体的には、入力端子461に入力される電圧 V_i が V_{th} 未満であれば、抵抗466および468に信号が流れるので、次式で示す出力電圧 V_o が得られる。ここで、 R_1 , R_2 および R_3 は、抵抗器466, 467および468の抵抗値である。また、 V_{th} は、定電圧ダイオード465のツェナー電圧である。

【数1】

$$V_o = \frac{R_3}{R_2} V_i$$

また、入力端子461に入力される電圧 V_i が V_{th} 以上であれば、抵抗466, 467および468に信号が流れるので、次式で示す出力電圧 V_o が得られる。

【数2】

$$V_o = \frac{(R_1 + R_2)R_3V_i - R_2R_3V_{th}}{R_1R_2}$$

R_1 , R_2 , R_3 および V_{th} を適切に選べば、図4Cに示す特性を擬似的に実現できる。その特性図を、図5Bに示す。図5Bにおいて、実線は、制御装置460の特性を示している。また、破線は、図4Cにおいて示した理想的な特性である。

【0013】周波数掃引発振装置400は、上記のように構成されるので、位相比較器420において、位相差が検出されないように帰還系が形成され、電圧制御発振器440は基準発振器410と同期して発振する。また、分周器450の分周比を所望の値に設定する事により、電圧制御発振器を希望する周波数で発振させる事ができる。さらに、電圧制御発振器440へ入力される信号を、制御装置460を検知して、可変利得増幅器470へフィードバックする事により、周波数に依存して変化する一巡利得を補償するように可変利得増幅器470の利得が変化する。この利得の変化により、電圧制御発振器440の一巡利得は、連続的に一定になるよう補償される。その一巡利得の特性を、図6に示す。図6において、一巡利得は図2Dのものと比べて不連続点がな

く、一巡利得の振れ幅も小さい。

【0014】ところで、可変利得増幅器は電流により制御され、かつ、制御装置は入力電圧に対して出力電流を変化させる装置であっても良い。また、レベル変換器は、ループ内の信号レベル変換する機能を有していれば、本例のように可変利得増幅器ではなく他の変成器であっても良い。例えば、可変減衰器、または、固定増幅器と可変減衰器との組合せ装置であっても良い。さらに、制御装置は、入力電圧に対する出力電圧の特性が連続的であって、周波数掃引発振装置の一巡利得を補償する特性を有していれば、他の装置で置き換える事も可能である。例えば、入力電圧に対して出力電圧が2次関数的に変化する増幅器であっても良い。

【0015】さて、ネットワークアナライザ300は、上記のように構成されるので、周波数掃引発振装置400および500を、同時に周波数掃引させる時、それらの発振周波数を同期して変化させる事ができる。従って、出力端子310と入力端子320とを短絡させた時、測定中の混合器340は、安定した相対関係の2信号が入力されるので、不要なスプリアスの無い混合信号を出力する事ができる。また、後続のベクトル電圧計350においても不要な信号を検出する事無く測定する事ができるので、出力端子310と入力端子320との間に被測定物Dを接続した時、被測定物Dの特性を高精度に測定する事ができる。

【0016】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明は上記のように構成され、作用するものであるから、PLL発振装置のループ内に可変利得増幅器を備え、電圧制御発振器の入力電圧に基づいて、発振周波数によって感度が変化するPLL内の要素の変化分を補償する事により、連続性を損なう事なく、一巡利得が一定になるよう補償する事ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1 A】従来の基本的なPLL発振装置の構成を示す図である。

【図1 B】PLL発振装置における一巡利得の周波数依

存特性を例示する図である。

【図2 A】非直線回路により一巡利得が補償される従来のPLL発振装置の構成を示す図である。

【図2 B】非直線回路により一巡利得が補償される従来のPLL発振装置において、非直線回路の出力電圧特性を示す図である。

【図2 C】非直線回路により一巡利得が補償される従来のPLL発振装置において、非直線回路の微分利得特性を示す図である。

【図2 D】非直線回路によって補償された従来のPLL発振装置の一巡利得特性を示す図である。

【図3】本発明の実施例であるネットワークアナライザの構成を示す図である。

【図4 A】本実施例のPLL発振装置の構成を示す図である。

【図4 B】本実施例のPLL発振装置において、可変利得増幅器の増幅率を1倍に固定した時の一巡利得特性を示す図である。

【図4 C】本実施例のPLL発振装置において、制御装置の理想的な出力電圧特性を示す図である。

【図5 A】本実施例のPLL発振装置における制御装置の構成を示す図である。

【図5 B】本実施例のPLL発振装置において、制御装置の出力電圧の実特性を示す図である。

【図6】制御装置と可変利得増幅器によって補償された本実施例のPLL発振装置の一巡利得特性を示す図である。

【符号の説明】

110, 210, 410 基準発振器

120, 220, 420 位相比較器

130, 230, 430 ループフィルタ

140, 240, 440 電圧制御発振器

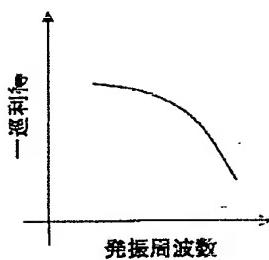
150, 250, 450 分周器

260 非直線回路

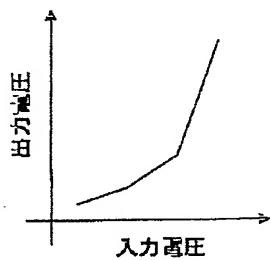
460 制御装置

470 可変利得増幅器

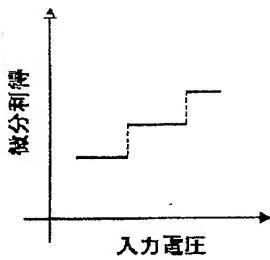
【図1 B】



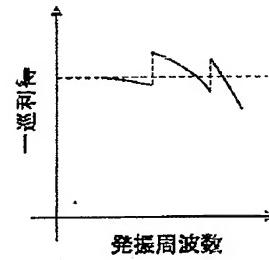
【図2 B】



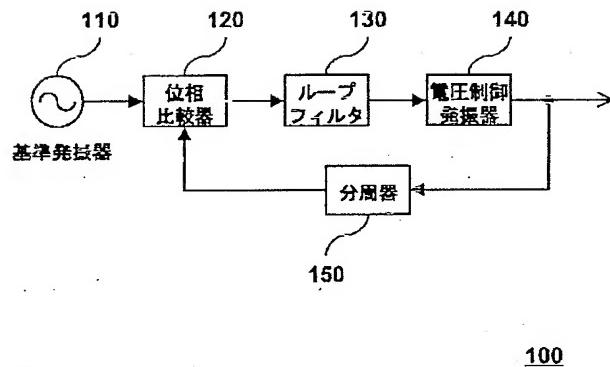
【図2 C】



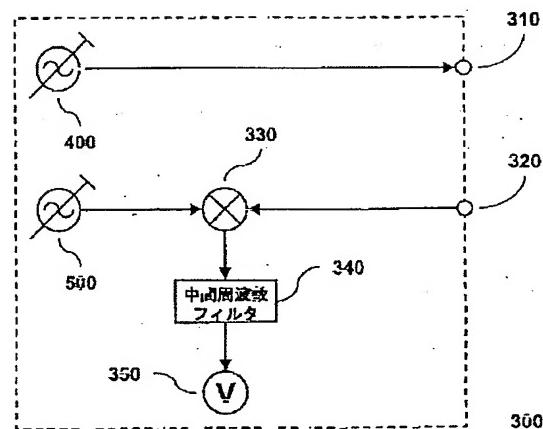
【図2 D】



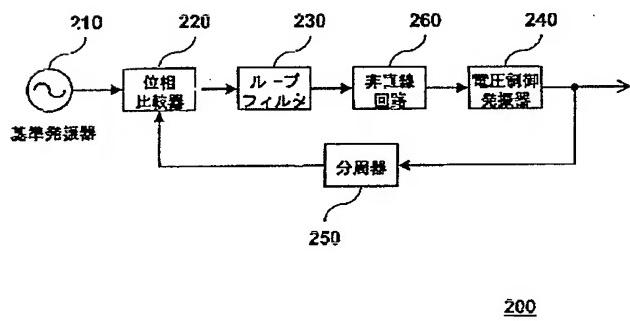
【図1 A】



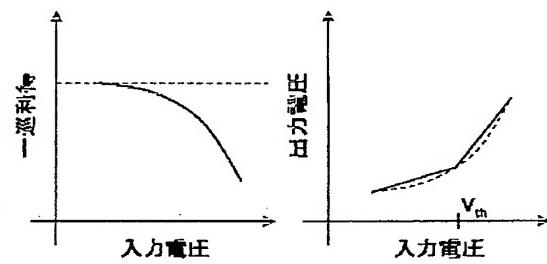
【図3】



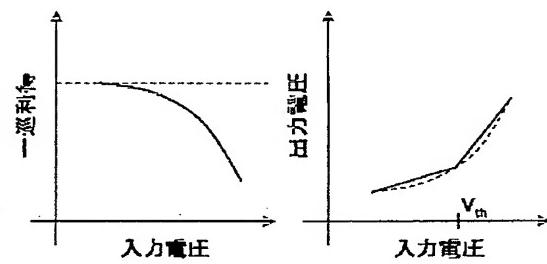
【図2 A】



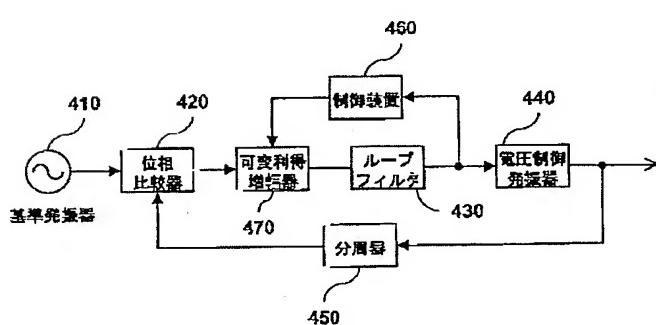
【図4 B】



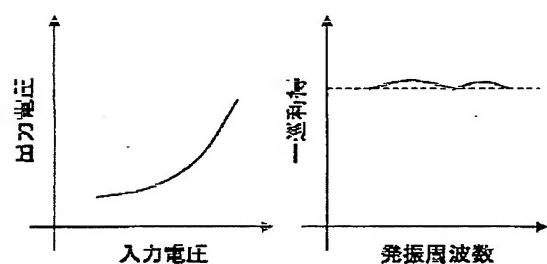
【図5 B】



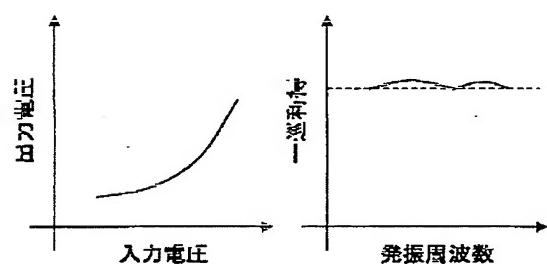
【図4 A】



【図4 C】



【図6】



!(7) 003-163593 (P2003-163593A)

【図5A】

